

(19) 日本国特許庁 (JP)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号
特開2002-51580
(P2002-51580A)

(43) 公開日 平成14年2月15日 (2002.2.15)

(51) IntCl. ⁷	識別記号	F I	テ-マ-ト (参考)
H 0 2 P	6/06	H 0 2 P	3 4 1 H
	21/00		5 H 5 6 0
	6/16	5/408	C
		6/02	5 H 5 7 6
			3 4 1 N

審査請求 未請求 請求項の数10 O L (全 18 頁)

(21) 出願番号 特願2000-235802(P2000-235802)

(22) 出願日 平成12年8月3日 (2000.8.3)

(71) 出願人 000005821

松下電器産業株式会社

大阪府門真市大字門真1006番地

(72) 発明者 飯島 友邦

大阪府門真市大字門真1006番地 松下電器
産業株式会社内

(72) 発明者 檜崎 和成

大阪府門真市大字門真1006番地 松下電器
産業株式会社内

(74) 代理人 100062926

弁理士 東島 隆治

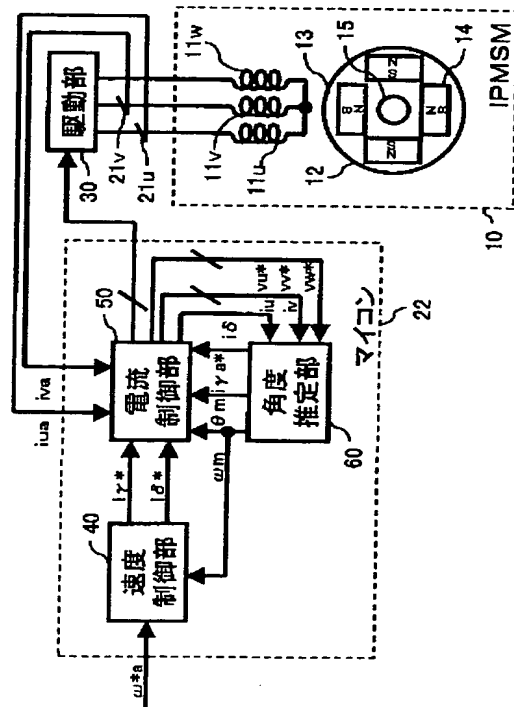
最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 同期モータの位置センサレス制御方法および位置センサレス制御装置。

(57) 【要約】

【課題】 ロータの推定角度と実際の角度との誤差を0に収斂させる推定方式において、低速域と高速域との角度推定方式のスムーズな切替を実現することができる同期モータの位置センサレス制御方法および制御装置を提供することとする。

【解決手段】 低速域の推定方式による低速用誤差を作成し、高速域の推定方式による高速用誤差を作成して、低速用誤差と高速用誤差とを所定の割合で実質的に加算した加算後誤差を作成し、この加算後誤差が0に収斂するよう推定角度を補正して、低速域と高速域との角度推定方式をスムーズに切り替える。



BEST AVAILABLE COPY

【特許請求の範囲】

【請求項 1】 同期モータにおけるロータの角度を推定して推定角度を形成し、前記推定角度に基づき前記同期モータを制御する位置センサレス制御方法であって、第 1 の推定方式を用いて形成された前記推定角度の推定誤差に応じて変化する第 1 の誤差を周期的に作成するステップ、

第 2 の推定方式を用いて形成された前記推定角度の推定誤差に応じて変化する第 2 の誤差を周期的に作成するステップ、

前記第 1 の誤差と前記第 2 の誤差とを所定の割合で実質的に加算して加算後誤差を作成するステップ、及び前記加算後誤差が零に収束するよう前記推定角度を補正するステップ、を有することを特徴とする同期モータの位置センサレス制御方法。

【請求項 2】 前記ロータの回転数に応じて前記第 1 の誤差と前記第 2 の誤差との加算割合である合成比を変化させることを特徴とする請求項 1 に記載の同期モータの位置センサレス制御方法。

【請求項 3】 前記合成比の経時的な変化量を作成するステップと、
前記第 2 の誤差を作成する周期に同期して、前記変化量に基づいて前記合成比を変化させるステップとをさらに有することを特徴とする請求項 2 に記載の同期モータの位置センサレス制御方法。

【請求項 4】 形成された前記推定角度に基づき前記ロータの推定速度を作成するステップと、
前記推定速度に基づき前記ロータの加速度を作成するステップとを有し、
前記加速度に基づき前記変化量が作成されることを特徴とする請求項 3 に記載の同期モータの位置センサレス制御方法。

【請求項 5】 前記ロータの回転数と前記合成比との関係においてヒステリシスループを有し、前記合成比を前記回転数に応じて変化させることを特徴とする請求項 2 または請求項 3 に記載の同期モータの位置センサレスモータ制御方法。

【請求項 6】 同期モータにおけるロータの推定角度を作成する推定角度作成手段と、
前記推定角度に基づき前記同期モータを駆動する駆動手段と、
を具備する同期モータの位置センサレス制御装置であって、
前記推定角度作成手段は、
第 1 の推定方式を用いて形成された前記推定角度の推定誤差に応じて変化する第 1 の誤差を周期的に作成する第 1 の誤差作成手段と、
第 2 の推定方式を用いて形成された前記推定角度の推定誤差に応じて変化する第 2 の誤差を周期的に作成する第 2 の誤差作成手段と、

前記ロータの回転数に応じて前記第 1 の誤差と前記第 2 の誤差との加算割合である合成比を変化させて、前記第 1 の誤差と前記第 2 の誤差とを実質的に加算して加算後誤差を作成する加算後誤差作成手段と、

前記加算後誤差が零に収束するよう前記推定角度を補正する推定角度補正手段と、を具備することを特徴とする同期モータの位置センサレス制御装置。

【請求項 7】 前記加算後誤差作成手段は、前記ロータの回転数と前記合成比との関係においてヒステリシスループを有し、前記合成比を前記回転数に応じて変化させるよう構成されたことを特徴とする請求項 6 に記載の同期モータの位置センサレスモータ制御装置。

【請求項 8】 前記合成比の経時的な変化量を作成する変化量作成手段と、前記第 2 の誤差作成手段の動作周期に同期して、前記変化量に基づいて前記合成比を変化させる合成比変更手段とをさらに具備することを特徴とする請求項 6 に記載の同期モータの位置センサレス制御装置。

【請求項 9】 前記変化量作成手段は、形成された前記推定角度に基づき前記ロータの推定速度を作成し、前記推定速度に基づき前記ロータの加速度を作成し、そして前記加速度に基づき前記変化量を作成するよう構成されたことを特徴とする請求項 8 に記載の同期モータの位置センサレス制御装置。

【請求項 10】 前記変化量作成手段は、前記ロータの回転数と前記変化量との関係においてヒステリシスループを有し、前記変化量を前記回転数に応じて変化させるよう構成されたことを特徴とする請求項 8 に記載の同期モータの位置センサレスモータ制御装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、位置センサを用いることなく同期モータを制御する同期モータの位置センサレス制御方法および制御装置に関する。特に、低速域と高速域との角度推定方式をスムーズに切り替えることができる同期モータの位置センサレス制御方法および制御装置に関する。

【0002】

【従来の技術】機械的な転流機構を持たない同期モータは、そのときのロータの角度に同期して相電流を流す必要がある。従来のモータ制御装置においては、同期モータに取り付けられたホール素子、レゾルバ、磁気エンコーダ、あるいは光エンコーダなどの位置センサを用いてロータの角度に関する情報を得てモータ制御を行っていた。このようなモータ制御装置においては、同期モータに位置センサを設けねばならず、この位置センサの分だけコストが上昇し、同期モータが大型化するという問題があった。このような問題を解決する装置として、位置センサを省き位置センサレス制御を行うことにより低コスト化と小型化とを図ったモータ制御装置があった。こ

のような位置センサレス制御装置の代表的な例として、下記 4 つの文献に記載されたものがある。

(1) Conference Proceedings of Industry Applications Society (1998, 1998 I E E E) 第 671 頁～第 676 頁に記載されたモータ制御装置 (以後、従来例 1 と略称)

(2) 特許公報 2858692 号に開示されたモータ制御装置 (以後、従来例 2 と略称)

(3) 特開平 10-323099 号公報に開示されたモータ制御装置 (以後、従来例 3 と略称)

(4) 電気学会論文集 D117 巻 1 号平成 9 年、第 98 頁～第 104 頁に記載されたモータ制御装置 (以後、従来例 4 と略称)

以下、上記の従来例 1～4 について説明する。

【0003】まず、従来例 1 の同期モータの位置センサレス制御装置について説明する。従来例 1 の位置センサレス制御装置は、低速用推定方式で得られた推定角度と高速用推定方式で得られた推定角度とをある割合で加算して、シンクロナス・リラクタンス・モータを制御している。シンクロナス・リラクタンス・モータにおいて、モータの d 軸のインダクタンスとこの d 軸から 90° 進んだ q 軸のインダクタンスとが異なっている。低速用推定方式においては、この d 軸インダクタンスと q 軸インダクタンスとの違いを利用している。すなわち、低速域において、電圧パルスを印加し、この電圧パルスに対する電流応答を検知して、この電流応答に基づき推定角度を作成していた。

【0004】また、シンクロナス・リラクタンス・モータにおいて、ある動作状態で、磁束は、ロータと同期して回転し、回転座標に対する位相 (磁束位相) は一定である。高速用推定方式は、この磁束と位相との関係を利用している。すなわち、高速域において、磁束の α 軸成分と β 軸成分を演算し、これらの比の逆正接を求め、磁束位相を減算して、推定角度を求めていた。さらに、低速域と高速域の切替域において、低速用推定方式により低速用推定角度を作成し、かつ、高速用推定方式により高速用推定角度を作成する。そして、これらの低速用推定角度と高速用推定角度とをある割合で加算する。この加算処理における割合は、推定速度により変化させる。すなわち、推定速度が低速から高速へ変化するとき、高速推定角度の割合が徐々に大きくなるように設定されている。このようにして、低速域と高速域との角度推定方式をスムーズに切り替えていた。

【0005】次に、従来例 2 の同期モータの位置センサレス制御装置について説明する。従来例 2 の位置センサレス制御装置は、速度指令値と推定速度とをある割合で加算して、永久磁石同期モータを制御している。この従来例 2 の位置センサレス制御装置においては、まず、起動時に強制同期させる。ここで強制同期とは、ある速度指令値を作成して、この速度指令値の通り周波数の交流

をステータ巻線に流すことである。また、高速域においては、永久磁石による逆起電力を利用して推定速度を作成する。この推定速度の作成方式は、後述する従来例 4 の作成方式とほぼ同様である。さらに、起動後、速度指令値と推定速度とをある割合で加算する。この加算処理において、推定速度の割合を徐々に大きくする。そして、所定時間経過した後は、逆起電力を用いて推定する高速用推定方式のみから推定角度と推定速度とを作成する。

【0006】次に、従来例 3 の同期モータの位置センサレス制御装置について説明する。実施例 3 の位置センサレス制御装置は、低速域において誤差を求め、この誤差が 0 に収斂するよう推定角度を補正して、埋込磁石型同期モータを制御している。埋込磁石型同期モータにおいては、d 軸インダクタンスと q 軸インダクタンスとが異なっている。従来例 3 の位置センサレス制御装置においては、この d 軸インダクタンスと q 軸インダクタンスとの違いを利用している。すなわち、d 軸電流指令値に交流を重ねし、この交流に対する q 軸電流応答を検知する。そして、この q 軸電流応答が 0 に収斂するよう推定角度を補正する。

【0007】次に、従来例 4 の同期モータの位置センサレス制御装置について説明する。従来例 4 の位置センサレス制御装置は、高速域において誤差を求め、この誤差が 0 に収斂するよう推定角度を補正する。この補正により、従来例 4 の位置センサレス制御装置は、永久磁石同期モータを制御している。永久磁石同期モータにおいて、角度誤差が存在するとき、モータ定数を用いて計算されたモデル電流と実電流との誤差が生じる。従来例 4 の位置センサレス制御装置は、このモデル電流と実電流との誤差を利用している。すなわち、 γ 軸の実電流とモデル電流との誤差 (γ 軸電流誤差) が 0 に収斂するように、推定角度を補正する。また、 δ 軸の実電流とモデル電流との誤差 (δ 軸電流誤差) が 0 に収斂するように、推定逆起電力を補正する。

【0008】

【発明が解決しようとする課題】しかしながら、前述した従来の同期モータの位置センサレス制御装置においては、以下の問題点があった。従来例 3 および従来例 4 の位置センサレス制御装置は、低速域と高速域との角度推定方式の切替が考慮されていないため、低速域と高速域との角度推定方式のスムーズな切替を行うことができなかった。

【0009】また、従来例 2 の位置センサレス制御装置は、強制同期から高速用推定方式へのスムーズな切替を図っているが、低速域において角度推定をせずに強制同期を行っているため、高い出力トルクを実現することができなかった。さらに、従来例 1 の位置センサレス制御装置は、低速域と高速域との角度推定方式の切替をスムーズに行うことができるが、逆正接の演算処理を行うため、演算処理に長時間が必要であった。また、従来例 1

の位置センサレス制御装置は、主にシンクロナス・リラクタンス・モータに適応するものであり、永久磁石同期モータへの適応が困難であった。

【0010】上記のような従来技術において、従来例1の低速域と高速域との角度推定方式の切替を、従来例3と従来例4とに適応する組み合わせが考えられる。すなわち、低速域においては、従来例3の推定方式を低速用推定方式として用い推定角度を作成する。また、高速域においては、従来例4の推定方式を高速用推定方式として用い推定角度を作成する。そして、低速域と高速域の切替域において、低速用推定方式により低速用推定角度を作成し、かつ、高速用推定方式により高速用推定角度を作成する。そして、これらの低速用推定角度と高速用推定角度とをある割合で加算処理する。この加算処理において、加算割合はそのときの推定速度により変化させる。すなわち、推定速度が低速から高速へ変化するとき、高速推定角度の割合が徐々に大きくなるように設定*

$$\begin{aligned}\theta_l &= \theta_m \text{ (低速)} & \dots (1) \\ \theta_h &= \theta_m \text{ (高速)} & \dots (2) \\ \theta_m \text{ (切替)} &= (1-KR) \cdot \theta_l + KR \cdot \theta_h \quad (0 < KR < 1) & \dots (3)\end{aligned}$$

【0013】ところで、パラメータ誤差、電流センサ誤差、デッドタイムの影響、電流指令値と実電流の違い、電圧指令値と実電圧との違い、および演算遅れなどにより、推定角度は実際の角度よりずれている。このずれは、用いられた推定方式により異なる値となる。次に、例を上げて考える。下記式(4)のように、低速推定方式のみを用いて誤差(従来例3において、q軸電流応 ※

$$\begin{aligned}\theta_{l0} &= \theta_m \text{ (低速)} & \dots (4) \\ \theta_{h0} &= \theta_m \text{ (高速)} & \dots (5)\end{aligned}$$

【0015】このような場合、式(3)で求められる推定角度 θ_m (切替)は、常に式(4)と式(5)で表される角度 θ_{l0} 、 θ_{h0} と異なっている。そのため、誤差は常に0とならず、低速推定方式および高速推定方式は、常に推定角度 θ_l と θ_h とを補正し続ける。その結果、推定角度 θ_l および θ_h のずれは、大きくなり続け、やがて脱調することがあった。このように、誤差を0に収斂させる推定方式において、切替域で角度をある割合で加算する方式では、低速域と高速域との角度推定方式のスムーズな切替を実現することができなかった。40 本発明は、上記の問題点を解決するものであり、推定角度と実際の角度との誤差を0に収斂させる推定方式において、低速域と高速域との角度推定方式のスムーズな切替を実現することができる同期モータの位置センサレス制御方法、および制御装置を提供することとする。

【0016】

【課題を解決するための手段】上記の目的を達成するために、本発明に係る同期モータの位置センサレス制御方法は、同期モータにおけるロータの角度を推定して推定角度を形成し、前記推定角度に基づき前記同期モータを 50

*する。しかし、このような従来例1、従来例3および従来例4との組み合わせによる推定方式では、下記理由により、低速域と高速域との角度推定方式のスムーズな切替を実現することができなかった。

【0011】切替域において、下記式(1)のように、低速用推定方式により求められた推定角度である低速用推定角度 θ_m (低速)を θ_l にする。一方、下記式

(2)のように、高速用推定方式により求められた推定角度である高速用推定角度 θ_m (高速)を θ_h にする。

10 なお、KRは加算割合を示す。そして、下記式(3)のように、低速用推定角度 θ_l と高速用推定角度 θ_h とを、それぞれ $(1-KR)$ とKRとで表されるある割合で加算したものを推定角度 θ_m (切替)とする。ここで、推定速度が低速から高速へ変化するとき、高速推定角度の割合が徐々に大きくなるようにする。すなわち、加算割合KRを徐々に大きくする。

$$\begin{aligned}\text{【0012】} & \dots (1) \\ & \dots (2) \\ & \dots (3)\end{aligned}$$

※答)が0になるように推定角度を補正すると、推定角度は θ_{l0} になる。また、下記式(5)のように、高速推定方式のみを用いて誤差(従来例4において、 γ 軸電流誤差、および δ 軸電流誤差)が0になるように推定角度を補正すると、推定角度は θ_{h0} になる。そして、これらの推定角度 θ_{l0} と θ_{h0} とは異なる値である。

$$\begin{aligned}\text{【0014】} & \dots (4) \\ & \dots (5)\end{aligned}$$

制御する位置センサレス制御方法であって、第1の推定方式を用いて形成された前記推定角度の推定誤差に応じて変化する第1の誤差を周期的に作成するステップと、第2の推定方式を用いて形成された前記推定角度の推定誤差に応じて変化する第2の誤差を周期的に作成するステップと、前記第1の誤差と前記第2の誤差とを所定の割合で実質的に加算して加算後誤差を作成するステップと、前記加算後誤差が零に収斂するよう前記推定角度を補正するステップとを有する。このようなステップを有する本発明によれば、低速域と高速域との角度推定方式のスムーズな切替をする同期モータの位置センサレス制御方法を実現することができる。

【0017】また、本発明に係る同期モータの位置センサレス制御方法は、前記合成比の経時的な変化量を作成するステップと、前記第2の誤差を作成する周期に同期して、前記変化量に基づいて前記合成比を変化させるステップとをさらに有する。このようなステップを有する本発明によれば、より少ない演算量で、低速域と高速域との角度推定方式のスムーズな切替を行うことができる同期モータの位置センサレス制御方法を実現する。

【0018】また、本発明の同期モータの位置センサレス制御装置は、同期モータにおけるロータの推定角度を作成する推定角度作成手段と、前記推定角度に基づき前記同期モータを駆動する駆動手段と、を具備する同期モータの位置センサレス制御装置であって、前記推定角度作成手段は、第1の推定方式を用いて形成された前記推定角度の推定誤差に応じて変化する第1の誤差を周期的に作成する第1の誤差作成手段と、第2の推定方式を用いて形成された前記推定角度の推定誤差に応じて変化する第2の誤差を周期的に作成する第2の誤差作成手段と、前記ロータの回転数に応じて前記第1の誤差と前記第2の誤差との加算割合である合成比を変化させて、前記第1の誤差と前記第2の誤差とを実質的に加算して加算後誤差を作成する加算後誤差作成手段と、前記加算後誤差が零に収束するよう前記推定角度を補正する推定角度補正手段とを具備する。このように構成された本発明によれば、低速域と高速域との角度推定方式のスムーズな切替を行うことができる同期モータの位置センサレス制御装置を実現する。

【0019】また、本発明の同期モータの位置センサレス制御装置は、前記合成比の経時的な変化量を作成する変化量作成手段と、前記第2の誤差作成手段の動作周期に同期して、前記変化量に基づいて前記合成比を変化させる合成比変更手段とをさらに具備する。このように構成された本発明によれば、少ない演算量で、低速域と高速域との角度推定方式のスムーズな切替を行うことができる同期モータの位置センサレス制御装置を実現する。

【0020】

【発明の実施の形態】以下、本発明に係る同期モータの位置センサレス制御装置の一実施の形態である具体的な実施例について添付の図面を参照して説明する。

【0021】《実施例1》以下、実施例1における同期モータの位置センサレス制御装置を説明する。実施例1の同期モータの位置センサレス制御装置においては、低速用推定方式により求められた角度誤差と高速用推定方式により求められた角度誤差とをある割合で加算した結果が0に収束するよう推定角度を補正する。このように推定角度を補正することにより、実施例1の位置センサレス制御装置は低速域と高速域との角度推定方式をスムーズに切り替えている。

【0022】〔実施例1の位置センサレス制御装置の構成〕まず、実施例1の位置センサレス制御装置の構成について説明する。図1は、実施例1における同期モータのための位置センサレス制御装置の構成を示すブロック図である。IPMSM (Interior Permanent Magnet Synchronous Motor: 埋込磁石型同期モータ) 10には、電磁鋼板により構成されたステータ (図示せず) と、相電流が流れ被覆銅線により構成されステータ (図示せず) に巻回されたステータ巻線 11u、11v、11w と、このステータに対向し近接して配置されたロータ 1

2とが設けられている。ここで、ステータ巻線 11u、11v、11wはY結線 (各ステータ巻線 11u、11v、11wの片端が1点で接続される結線) されている。ロータ 12は、電磁鋼板により構成されたロータヨーク 13と、このロータヨーク 13の内部に配置された永久磁石 14と、ロータヨーク 13と同一の回転中心を持つシャフト 15とから構成される。このロータ 12は、回転自在に支持され、相電流により生成される磁束と永久磁石 14による磁束との相互作用により回転するように構成されている。

【0023】実施例1の同期モータの位置センサレス制御装置には、アナログu相電流値 i_{ua} を出力する電流センサ 21uと、アナログv相電流値 i_{va} を出力する電流センサ 21vとが設けられており、それぞれの出力信号はマイクロ・コンピュータあるいはマイクロ・プロセッサ (以下、マイコンと略称する) 22に入力される。また、マイコン 22には、アナログu相電流値 i_{ua} とアナログv相電流値 i_{va} とアナログ速度指令値 ω^*a が入力され、スイッチング指令信号 g_{uh} 、 g_{ul} 、 g_{vh} 、 g_{vl} 、 g_{wh} 、 g_{wl} を駆動部 30に出力する。駆動部 30はスイッチング指令信号 g_{uh} 、 g_{ul} 、 g_{vh} 、 g_{vl} 、 g_{wh} 、 g_{wl} が入力され、ステータ巻線 11u、11v、11wに印加する電圧を制御する。

【0024】〔駆動部30の構成〕図2は、実施例1における駆動部30の構成を示す回路図である。図2に示すように、駆動部30は、電源31と、コレクタが電源31の正極に接続されエミッタがステータ巻線 11u、11v、11wにそれぞれ接続された上側IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor: 絶縁ゲート・バイポーラ・トランジスタ) 32u、32v、32wと、これらの上側IGBT 32u、32v、32wにそれぞれ逆並列接続された上側フライホイール・ダイオード 33u、33v、33wとを有している。また、駆動部30は、各トランジスタのコレクタがステータ巻線 11u、11v、11wにそれぞれ接続され、エミッタが電源31の負極にそれぞれ接続された下側IGBT 34u、34v、34wと、これらの下側IGBT 34u、34v、34wにそれぞれ逆並列接続された下側フライホイール・ダイオード 35u、35v、35wと、ブリッドライバ器 36とを有している。ブリッドライバ器 36はマイコン 22から送られてきたスイッチング指令信号 g_{uh} 、 g_{ul} 、 g_{vh} 、 g_{vl} 、 g_{wh} 、 g_{wl} に基づき、それぞれ上側IGBT 32u、32v、32wのゲート電圧と下側IGBT 34u、34v、34wのゲート電圧とを制御する。

【0025】〔マイコン22の構成〕マイコン22は、CPU、ROM、RAM、タイマ、入出力ポート、およびこれらをつなぐバスなどから構成された、一般的に用いられているマイクロコンピュータである。マイコン2

2は、機能的に、速度制御部40と電流制御部50と角度推定部60とから構成される。速度制御部40はアナログ速度指令値 ω^*a と推定速度 ω_m とが入力されて、 γ 軸電流指令値 i_{γ}^* と δ 軸電流指令値 i_{δ}^* とを出力する。電流制御部50はアナログ u 相電流値 i_{ua} とアナログ v 相電流値 i_{va} と γ 軸電流指令値 i_{γ}^* と δ 軸電流指令値 i_{δ}^* と推定角度 θ_m と推定速度 ω_m と重畳波電流指令値 $i_{\gamma a}^*$ とが入力されて、 δ 軸電流値 i_{δ} と u 相電流値 i_u と v 相電流値 i_v と u 相電圧指令値 v_u^* と v 相電圧指令値 v_v^* と w 相電圧指令値 v_w^* とスイッチング指令信号 g_{uh} 、 g_{ul} 、 g_{vh} 、 g_{vl} 、 g_{wh} 、 g_{wl} とを出力する。角度推定部60は δ 軸電流値 i_{δ} と u 相電流値 i_u と v 相電流値 i_v と u 相電圧指令値 v_u^* と v 相電圧指令値 v_v^* と w 相電圧指令値 v_w^* とが入力されて、推定角度 θ_m と推定速度 ω_m と重畳波電流指令値 $i_{\gamma a}^*$ とを出力する。

【0026】〔速度制御部40の構成〕図3は、実施例1における速度制御部40の構成を示すブロック図である。速度制御部40は、ADC (Analog Digital Converter: アナログ・ディジタル・コンバータ) 41とPI制御部42とトルク/電流変換部43とから構成される。ADC 41はアナログ速度指令値 ω^*a が入力されて、速度指令値 ω^* を出力する。PI制御部42は速度指令値 ω^* と推定速度 ω_m とが入力されて、トルク指令値 T^* を出力する。トルク/電流変換部43はトルク指令値 T^* が入力され、 γ 軸電流指令値 i_{γ}^* と δ 軸電流指令値 i_{δ}^* とを出力する。

【0027】〔電流制御部50の構成〕図4は、実施例1における電流制御部50の構成を示すブロック図である。電流制御部50は、2つのADC 51u、51vと、三相二相変換部52と、電圧指令値作成部53と、二相三相変換部54と、PWM制御器55とから構成される。ADC 51uはアナログ u 相電流値 i_{ua} が入力されて、 u 相電流値 i_u を出力し、ADC 51vはアナログ v 相電流値 i_{va} が入力されて、 v 相電流値 i_v を出力する。三相二相変換部52は、 u 相電流値 i_u と v 相電流値 i_v と推定角度 θ_m とが入力されて、 γ 軸電流値 i_{γ} と δ 軸電流値 i_{δ} とを出力する。電圧指令値作成部53は、 γ 軸電流値 i_{γ} と δ 軸電流値 i_{δ} と γ 軸電流指令値 i_{γ}^* と δ 軸電流指令値 i_{δ}^* と推定速度 ω_m と重畳波電流指令値 $i_{\gamma a}^*$ とが入力されて、 γ 軸電圧指令値 v_{γ}^* と δ 軸電圧指令値 v_{δ}^* とを出力する。二相三相変換部54は γ 軸電圧指令値 v_{γ}^* と δ 軸電圧指令値 v_{δ}^* と推定角度 θ_m とが入力され、 u 相電圧指令値 v_u^* と v 相電圧指令値 v_v^* と w 相電圧指令値 v_w^* とを出力する。PWM制御器55は u 相電圧指令値 v_u^* と v 相電圧指令値 v_v^* と w 相電圧指令値 v_w^* とが入力されて、スイッチング指令信号 g_{uh} 、 g_{ul} 、 g_{vh} 、 g_{vl} 、 g_{wh} 、 g_{wl} を出力する。

【0028】〔角度推定部60の構成〕図5は、実施例

1における角度推定部60の構成を示すブロック図である。角度推定部60は、 δ 軸電流値 i_{δ} と合成比 α とが入力され低速用誤差 ε_l を出力する低速用推定部61と、推定高速動作部70とから構成される。推定高速動作部70は、低速用誤差 ε_l と u 相電圧指令値 v_u^* と v 相電圧指令値 v_v^* と w 相電圧指令値 v_w^* と u 相電流値 i_u と v 相電流値 i_v とが入力されて、合成比 α と重畳波電流指令値 $i_{\gamma a}^*$ と推定角度 θ_m と推定速度 ω_m とを出力する。推定高速動作部70は、合成比変更部71と、重畳波作成部72と、高速用推定部73と、角度・速度作成部74とから構成される。

【0029】合成比変更部71は推定角度 ω_m が入力されて、合成比 α を出力する。重畳波作成部72は合成比 α が入力されて、重畳波電流指令値 $i_{\gamma a}^*$ を出力する。高速用推定部73は u 相電圧指令値 v_u^* と v 相電圧指令値 v_v^* と w 相電圧指令値 v_w^* と u 相電流値 i_u と v 相電流値 i_v と推定角度 θ_m と推定速度 ω_m とが入力されて、高速用誤差 ε_h を出力する。角度・速度作成部74は合成比 α と低速用誤差 ε_l と高速用誤差 ε_h とが入力されて、推定角度 θ_m と推定速度 ω_m とを出力する。

【0030】〔座標系〕次に、実施例1における同期モータの座標系について説明する。図6は、実施例1における座標系の説明図である。図6において、説明を簡単にするために、永久磁石14の磁極数が2つであるIPMSMが示されている。図6に示した d 軸と q 軸は、実際のロータ12における軸である。 d 軸はロータ12に配置された永久磁石14による磁束と同じ向きであり、 q 軸は d 軸に対して 90° 進んだ向きである。そして、ステータ巻線11uと d 軸とのなす角度が角度 θ である。図6において、反時計方向の回りを正転とする。ロータ12が正転のとき角度 θ は進んでいく。この正転の向きは、 u 相、 v 相、 w 相の各ステータ巻線11u、11v、11wに流れる電流が、 u 相、 v 相、 w 相の順に変化する向きである。また、 γ 軸と δ 軸は推定角度 θ_m により定められる軸である。図6においては、ステータ巻線11uから推定角度 θ_m だけ回転した軸を γ 軸とし、 δ 軸を γ 軸に対して 90° 進んだ向きとする。さらに、角度 θ と推定角度 θ_m との差を角度誤差 $\Delta\theta$ ($=\theta-\theta_m$) とする。

【0031】図6では、正の角度誤差 $\Delta\theta$ があるときを示している。ここで、角度推定に誤差がなく角度誤差 $\Delta\theta$ が0のとき、推定角度 θ_m と角度 θ とが一致し、 d 軸と γ 軸とが一致し、 q 軸と δ 軸とが一致する。なお、以下の説明では、角度 θ と推定角度 θ_m と角度誤差 $\Delta\theta$ とを電気角で表す。以下、特に明記しないとき、角度に関する値は電気角で表わす。ここで、機械角はロータ12そのものの角度を表し、電気角と機械角は、(電気角) $= (p/2) \cdot$ (機械角) の関係を有する。なお、 p は磁極数である。

【0032】[実施例1の同期モータの位置センサレス制御装置の動作] 次に、実施例1の同期モータの位置センサレス制御装置の動作について説明する。実施例1の位置センサレス制御装置の外部にある速度指令値作成手段(図示せず)において作成されたアナログ速度指令値 $\omega * a$ がマイコン22の速度制御部40に入力される。速度制御部40は、外部から入力されるアナログ速度指令値 $\omega * a$ の通りの速度でロータ12が回転するように γ 軸電流指令値 $i \gamma *$ と δ 軸電流指令値 $i \delta *$ とを作成し、電流制御部50に出力する。

【0033】一方、電流センサ21u、21vは、それぞれステータ巻線11u、11vに流れる電流を検知し、その電流値を示すアナログu相電流値 $i u a$ 、アナログv相電流値 $i v a$ を作成する。作成されたアナログu相電流値 $i u a$ 、アナログv相電流値 $i v a$ は、マイコン22の電流制御部50に入力される。電流制御部50は、 γ 軸電流が γ 軸電流指令値 $i \gamma *$ に重畳波電流指令値 $i \gamma a *$ を重畳したもの($i \gamma * + i \gamma a *$)のとおりに、および δ 軸電流が δ 軸電流指令値 $i \delta *$ のとおりにステータ巻線11u、11v、11wに流れるよう、スイッチング信号 $g u h$ 、 $g u l$ 、 $g v h$ 、 $g v l$ 、 $g w h$ 、 $g w l$ を作成し、駆動部30に出力する。

【0034】[駆動部30の動作] 次に、駆動部30の動作について説明する。図2に示すように、駆動部30は、ブリッドドライブ器36に入力されたスイッチング信号 $g u h$ 、 $g u l$ 、 $g v h$ 、 $g v l$ 、 $g w h$ 、 $g w l$ に基づきステータ巻線11u、11v、11wの電圧を制御する。電源31は上側IGBT32u、32v、32wと下側IGBT34u、34v、34wに電力を供給する。ブリッドドライブ器36は、上側IGBT32uのゲート電圧を制御することにより、スイッチング信号 $g u h *$

$$T * = K P W \cdot (\omega * - \omega m) + K I W \cdot \Sigma (\omega * - \omega m)$$

【0037】トルク/電流変換部43は、IPMSM10の出力トルクがトルク指令値 $T *$ になるように、 γ 軸電流指令値 $i \gamma *$ と δ 軸電流指令値 $i \delta *$ とを作成する。下記式(7)のように、トルク指令値 $T *$ をある設定された値 $K T$ で除算した結果を電流指令値振幅 $i a *$ とする。また、下記式(8)のように、電流指令値振幅 $i a *$ に $-\sin(\beta *)$ を乗じた結果を γ 軸電流指令値 $i \gamma *$

$$i a * = T * / K T$$

$$i \gamma * = -i a * \cdot \sin(\beta *)$$

$$i \delta * = i a * \cdot \cos(\beta *)$$

【0039】[電流制御部50の動作] 次に、マイコン22の電流制御部50の動作について図4を参照して説明する。電流制御部50は、ある設定された時間の周期(以後、電流制御周期と称す)で起動され、ADC51u、51v、三相二相変換部52、電圧指令値作成部53、二相三相変換部54、およびPWM制御部55の順に下記の動作を行う。電流制御部50は、 γ 軸電流が γ

*が「H」(高レベル)のとき上側IGBT32uを通電状態とし、スイッチング信号 $g u h$ が「L」(低レベル)のとき上側IGBT32uを非通電状態とする。一方、ブリッドドライブ器36は、下側IGBT34uのゲート電圧を制御することにより、スイッチング信号 $g u l$ が「H」のとき下側IGBT34uを通電状態とし、スイッチング信号 $g u l$ が「L」のとき下側IGBT34uを非通電状態とする。また、v相、およびw相についても同様に、スイッチング信号 $g v h$ 、 $g v l$ 、 $g w h$ 、 $g w l$ に基づき上側IGBT32v、32w、下側IGBT34v、34wのゲート電圧を制御する。

【0035】[速度制御部40の動作] 次に、アナログ速度指令値 $\omega * a$ が外部から入力され、 γ 軸電流指令値 $i \gamma *$ と δ 軸電流指令値 $i \delta *$ とを作成する速度制御部40の動作について図3を参照して説明する。速度制御部40は、ある設定された時間ごとに起動され、ADC41、PI制御部42、およびトルク/電流変換部43の順に下記の動作を行い、外部から入力されたアナログ速度指令値 $\omega * a$ のとおりの速度でロータ12が回転するよう γ 軸電流指令値 $i \gamma *$ と δ 軸電流指令値 $i \delta *$ とを制御する。ADC41は、アナログ値であるアナログ速度指令値 $\omega * a$ をデジタル値である速度指令値 $\omega *$ にアナログ/デジタル変換する。PI制御部42は、角度推定部60からの推定速度 ωm が速度指令値 $\omega *$ の通りになるように比例積分制御(PI制御)を用いてトルク指令値 $T *$ を制御する。下記式(6)のように、速度指令値 $\omega *$ と推定速度 ωm との差を比例ゲイン $K P W$ 、および積分ゲイン $K I W$ で比例積分制御した結果をトルク指令値 $T *$ とする。

【0036】

... (6)

※値 $i \gamma *$ とする。一方、下記式(9)のように、電流指令値振幅 $i a *$ に $\cos(\beta *)$ を乗じた結果を δ 軸電流指令値 $i \delta *$ とする。ここで、 $\beta *$ は、電流指令値振幅 $i a *$ が与えられたときに最大出力トルクまたは最大効率を実現する電流位相である。以後、この $\beta *$ を電流指令値位相 $\beta *$ と呼ぶ。

【0038】

... (7)

... (8)

... (9)

軸電流指令値 $i \gamma *$ に重畳波電流指令値 $i \gamma a *$ を重畳したもの($i \gamma * + i \gamma a *$)の通りに、および δ 軸電流が δ 軸電流指令値 $i \delta *$ の通りに、ステータ巻線11u、11v、11wに流れるようスイッチング信号 $g u h$ 、 $g u l$ 、 $g v h$ 、 $g v l$ 、 $g w h$ 、 $g w l$ を制御する。

【0040】電流制御部50のADC51uとADC5

1vとは、それぞれアナログ値であるアナログu相電流値 i_{ua} とアナログv相電流値 i_{va} とをディジタル値であるu相電流値 i_u とv相電流値 i_v とにアナログ/ディジタル変換する。三相二相変換部52は、ステータ巻線11u、11v、11wに流れる電流を示す電流値を推定角度 θ_m による回転座標系である γ 軸上の γ 軸電流値 i_γ と δ 軸上の δ 軸電流値 i_δ とに変換する。ま *

$$\begin{aligned} i_\gamma &= \{\sqrt{(2)}\} \cdot \{i_u \cdot \sin(\theta_m + 60^\circ) + i_v \cdot \sin \theta_m\} \\ &\quad \dots (10) \\ i_\delta &= \{\sqrt{(2)}\} \cdot \{i_u \cdot \cos(\theta_m + 60^\circ) + i_v \cdot \cos \theta_m\} \\ &\quad \dots (11) \end{aligned}$$

【0042】電圧指令値作成部53は、 γ 軸電流値 i_γ が γ 軸電流指令値 i_γ^* に重畳波電流指令値 $i_{\gamma a}^*$ を重畳したもの $(i_\gamma^* + i_{\gamma a}^*)$ の通りになるように比例積分制御(PI制御)と非干渉制御とを用いて γ 軸電圧指令値 v_γ^* を制御する。また、 δ 軸電流値 i_δ が δ 軸電流指令値 i_δ^* の通りになるように比例積分制御(PI制御)と非干渉制御とを用いて δ 軸電圧指令値 v_δ^* を制御する。 γ 軸電圧指令値 v_γ^* は下記式(12)により算出される。式(12)に示すように、 γ 軸電流指令値 i_γ^* と重畳波電流指令値 $i_{\gamma a}^*$ との加算※

$$\begin{aligned} v_\gamma^* &= KPD \cdot \{(i_\gamma^* + i_{\gamma a}^*) - i_\gamma\} \\ &\quad + KID \cdot \Sigma \{(i_\gamma^* + i_{\gamma a}^*) - i_\gamma\} \\ &\quad + R \cdot i_\gamma^* - \omega_{em} \cdot L_q \cdot i_\delta^* \\ &\quad \dots (12) \end{aligned}$$

【0044】また、 δ 軸電圧指令値 v_δ^* は、下記式(13)により求められる。式(13)に示すように、 δ 軸電流指令値 i_δ^* と δ 軸電流値 i_δ の差を比例ゲインKPQ、および積分ゲインKIQで比例積分制御する。その結果に、相抵抗Rに δ 軸電流指令値 i_δ^* を乗じた結果を加算し、さらに、推定角速度 ω_{em} とd軸イ★30

$$\begin{aligned} v_\delta^* &= KPQ \cdot (i_\delta^* - i_\delta) + KIQ \cdot \Sigma (i_\delta^* - i_\delta) \\ &\quad + R \cdot i_\delta^* + \omega_{em} \cdot L_d \cdot i_\gamma^* + \omega_{em} \cdot \phi \\ &\quad \dots (13) \end{aligned}$$

【0046】二相三相変換部54は、推定角度 θ_m による回転座標系である γ 軸上の γ 軸電圧指令値 v_γ^* と δ 軸上の δ 軸電圧指令値 v_δ^* とを静止座標系に変換し、ステータ巻線11u、11v、11wに印加するu相電圧指令値 v_u^* とv相電圧指令値 v_v^* とw相電圧指令値 v_w^* とを作成する。u相電圧指令値 v_u^* とv相電圧指令値 v_v^* とは、具体的には、下記式(14)、(15)、および(16)により算出される。

$$\begin{aligned} v_u^* &= \{\sqrt{(2/3)}\} \cdot \{v_\gamma^* \cdot \cos \theta - v_\delta^* \cdot \sin \theta\} \\ &\quad \dots (14) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} v_v^* &= \{\sqrt{(2/3)}\} \cdot \{v_\gamma^* \cdot \cos(\theta - 120^\circ) - v_\delta^* \cdot \sin(\theta - 120^\circ)\} \\ &\quad \dots (15) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} v_w^* &= \{\sqrt{(2/3)}\} \cdot \{v_\gamma^* \cdot \cos(\theta + 120^\circ) - v_\delta^* \cdot \sin(\theta + 120^\circ)\} \\ &\quad \dots (16) \end{aligned}$$

【0048】PWM制御器55は、二相三相変換部54からのu相電圧指令値 v_u^* とv相電圧指令値 v_v^* とw相電圧指令値 v_w^* とをパルス幅変調(PWM:Pulse Width Modulation)する。具体的には、PWM制御器

*た、後述の二相三相変換部54は、ステータ巻線11u、11v、11wに印加する電圧について三相二相変換部52で行われる変換の逆変換を行う。具体的には、三相二相変換部52は、下記式(10)、(11)のようにより γ 軸電流値 i_γ と δ 軸電流値 i_δ とを作成する。

【0041】

※結果から γ 軸電流値 i_γ を減算した差を比例ゲインKPD、および積分ゲインKIDで比例積分制御する。その結果に、相抵抗Rに γ 軸電流指令値 i_γ^* を乗じた結果を加算する。さらに、その結果に、推定角速度 ω_{em} とq軸インダクタンス L_q と δ 軸電流指令値 i_δ^* とを乗じた結果を減算して、 γ 軸電圧指令値 v_γ^* が算出される。ここで、推定角速度 ω_{em} は推定速度 ω_m から算出される。

【0043】

★インダクタンス L_d と γ 軸電流指令値 i_γ^* とを乗じた結果を加算する。さらに、その結果に、推定角速度 ω_{em} と永久磁石14によるdq軸巻線鎖交磁束実効値 ϕ を乗じた結果を加算して、 δ 軸電圧指令値 v_δ^* が算出される。

【0045】

☆値 v_w^* とを作成する。u相電圧指令値 v_u^* とv相電圧指令値 v_v^* とw相電圧指令値 v_w^* とは、具体的には、下記式(14)、(15)、および(16)により算出される。

【0047】

55において、ある設定された周期と $E/2$ の振幅とを持つ三角波を発生させる。ここで、この三角波の周期は電流制御周期と同一とし、Eは電源31の電圧値である。そして、この三角波とu相電圧指令値 v_u^* とを比

較し、u相電圧指令値 v_u^* のほうが大きいとき、スイッチング信号 g_{uh} を「H」、スイッチング信号 g_{ul} を「L」にする。一方、u相電圧指令値 v_u^* のほうが小さいとき、スイッチング信号 g_{uh} を「L」、スイッチング信号 g_{ul} を「H」にする。なお、スイッチング信号 g_{uh} 、 g_{ul} の状態が遷移するとき、スイッチング信号 g_{uh} 、 g_{ul} を双方とも「L」にする短い時間を設定する（この短い時間はデッド・タイムと呼ばれる）。また、v相、およびw相についても同様に、それぞれv相電圧指令値 v_v^* 、およびw相電圧指令値 v_w^* に基づきスイッチング信号 g_{vh} 、 g_{vl} 、および g_{wh} 、 g_{wl} を作成する。

【0049】[角度推定部60の動作の概要]次に、角度推定部60の動作について図5を参照して説明する。角度推定部60は、低速用推定方式により求められた角度誤差と高速用推定方式により求められた角度誤差とをある割合で加算した結果が0に収斂するように推定角度を補正する。このように推定角度を補正することにより、角度推定部60は低速域と高速域との角度推定方式をスムーズに切り替える。以下、低速用推定方式による角度誤差（低速用誤差） ε_l と高速用推定方式による角度誤差（高速用誤差） ε_h とについて説明する。

【0050】[低速用誤差 ε_l の求め方]まず、低速用誤差 ε_l の求め方について説明する。低速用誤差 ε_l は、前述の従来例3の推定方式（特開平10-323099号公報に開示された推定方法）により求められる。すなわち、重畳波電流指令値 i_{ya}^* を印加したときの δ 軸の電流応答を低速用誤差 ε_l とする。図7の(a)は、実施例1におけるu相電圧指令値 v_u^* の波形図であり、図7の(b)はu相電流値 i_u の波形図である。図7の(a)に示すように、相電圧指令値にはその基本波成分より周期が短い交流成分が重畳される。その結果、図7の(b)に示すように、相電流には相電圧指令値に重畳した交流成分と同じ周期を持つ応答が現れる。以後、重畳した成分およびその応答を、重畳成分、重畳波、あるいは重畳波成分と呼ぶ。ここで、基本波成分は、ロータ12の回転に同期した成分であり、ロータ12を回転させるトルクを発生させる回転磁界を生成する。

【0051】図8の(a)は実施例1における γ 軸電圧指令値 v_γ^* を示す波形図であり、図8の(b)は γ 軸電流値 i_γ を示す波形図である。図8の(c)および(d)は、それぞれ δ 軸電流値 i_δ の波形図である。図7の(a)に示す交流成分を重畳するために、基本波成分より周期の短い交流成分が γ 軸電流指令値 i_γ^* に重畳される。その結果、図8の(a)に示すように、電流制御の比例動作により、 γ 軸電圧指令値 v_γ^* に基本波成分より周期が短い交流成分を重畳される。すると、図8の(b)に示すように、 γ 軸電流値 i_γ は、 γ 軸電圧指令値 v_γ^* に重畳した成分と同じ周期で振動する重畳

成分を有する。また、角度誤差 $\Delta\theta$ が存在するとき（角度誤差 $\Delta\theta$ が0でないとき）、図8の(c)に示すように、 δ 軸電流値 i_δ は、 γ 軸電圧指令値 v_γ^* に重畳した成分と同じ周期で振動する重畳成分を有する。ところが、角度誤差 $\Delta\theta$ が0のとき、図8の(d)に示すように、 δ 軸電流値 i_δ は振動せず、重畳成分を有していない。そこで、図8の(c)に示した波形図においての点線のタイミングで δ 軸電流の応答を検知して、その応答を低速用誤差 ε_l とする。

【0052】[高速用誤差 ε_h の求め方]次に、高速用誤差 ε_h の求め方を説明する。高速用誤差 ε_h については、本発明と同じ出願人による特願2000-17639号の明細書に記載した方式により求められる。すなわち、高速用誤差 ε_h は、ある相の誘起電圧の基準値（誘起電圧基準値）を作成し、また相電流値と相電圧値とから誘起電圧値を算出して、算出された誘起電圧基準値と誘起電圧値との差により求められる。図9は、実施例1におけるu相の誘起電圧値と誘起電圧基準値と偏差とを示す波形図である。図9において、誘起電圧値は、誘起電圧基準値より電気角で 20° 遅れている例を示してある。すなわち、角度誤差 $\Delta\theta (= \theta - \theta_m) = -20^\circ$ である。また、図9において、誘起電圧値の振幅は、誘起電圧基準値の振幅（誘起電圧振幅推定値 e_m ）の約90%の例を示してある。

【0053】u相の誘起電圧値（u相誘起電圧値 e_u ）とu相の誘起電圧基準値（u相誘起電圧基準値 e_{um} ）の位相が一致しないとき、これらの差である偏差（u相偏差 ε_u ）は0ではない。そのため、この偏差は、角度誤差 $\Delta\theta$ に応じて変化する。そこで、偏差から高速用誤差 ε_h を求める。ここで、推定を行う相は推定角度 θ_m によって選択される。u相、v相、w相はそれぞれ電気角で 120° ずれているため、常に位相差の影響が偏差に一番影響を及ぼす相を用いて高速用誤差 ε_h を演算する。すなわち、推定角度 θ_m が、電気角で $0^\circ \sim 30^\circ$ 、 $150^\circ \sim 210^\circ$ 、および $330^\circ \sim 360^\circ$ において、u相偏差 ε_u の大きさがほぼ最大となるため、u相ではこの領域において高速用誤差 ε_h を演算する。推定角度 θ_m が電気角で $90^\circ \sim 150^\circ$ 、 $270^\circ \sim 330^\circ$ において、v相偏差 ε_v の大きさがほぼ最大となるため、v相ではこの領域において高速用誤差 ε_h を演算する。また、推定角度 θ_m が電気角で $30^\circ \sim 90^\circ$ 、 $210^\circ \sim 270^\circ$ において、w相偏差 ε_w の大きさがほぼ最大となるため、w相ではこの領域において高速用誤差 ε_h を演算する。

【0054】図9に示すように、角度誤差 $\Delta\theta$ が同じであつても、推定角度 $\theta_m = 0^\circ$ 付近のときu相偏差 ε_u は正であり、推定角度 $\theta_m = 180^\circ$ 付近のときu相偏差 ε_u は負である。そのため、推定角度 θ_m の値により、符号を考慮する必要がある。そこで、推定角度 $\theta_m = 0^\circ$ 付近のとき、u相偏差 ε_u の符号を変えた値、す

なわち $(-\varepsilon_u)$ を高速用誤差とする。一方、推定角度 $\theta_m = 180^\circ$ 付近のとき、 u 相偏差 ε_u をそのまま高速用誤差にする。

【0055】〔角度推定の原理〕次に、角度推定の原理を説明する。低速域において、低速用誤差 ε_l が 0 に収斂するよう推定角度 θ_m を補正する。一方、高速域において、高速用誤差 ε_h が 0 に収斂するよう推定角度 θ_m を補正する。また、低速域と高速域との切替域において、低速用誤差 ε_l と高速用誤差 ε_h とをある割合で加算した結果が 0 に収斂するよう推定角度 θ_m を補正する。ここで、推定速度 ω_m が大きくなると、低速用誤差 ε_l の割合を小さく、高速用誤差 ε_h の割合を大きくする。このように、低速用誤差 ε_l と高速用誤差 ε_h との割合を徐々に変化させる。この割合（合成比 α ）は、次のように変化させる。図 10 は、実施例 1 における推定速度 ω_m に対する合成比 α の関係を示すグラフである。

【0056】図 10 に示すように、推定速度 ω_m が小さいとき（ $\omega \alpha 1$ 未満のとき）、合成比 α を 0 とし、低速用誤差 ε_l のみを利用して推定角度 θ_m を補正する。一方、推定速度 ω_m が大きいとき（ $\omega \alpha 4$ を越えるとき）、合成比 α を 1 とし、高速用誤差 ε_h のみを利用して推定角度 θ_m を補正する。低速域と高速域との切替域（ $\omega \alpha 1$ から $\omega \alpha 4$ の領域）においては、図 10 のグラフに示すように、合成比 α を 0 と 1 の間を徐々に変化させる。低速域から高速域への切替においては、 $\omega \alpha 3$ から $\omega \alpha 4$ の領域で、合成比 α で定められる割合により低速用誤差 ε_l と高速用誤差 ε_h とを加算し、この加算結果が 0 に収斂するよう推定角度 θ_m を補正する。ここで、推定速度 ω_m が大きくなると、合成比 α を大きくして、低速用誤差 ε_l の割合を小さくし、高速用誤差 ε_h を大きくする。このように、 $\omega \alpha 3$ から $\omega \alpha 4$ の領域において、低速用誤差 ε_l と高速用誤差 ε_h との割合を徐々に変化させる。

【0057】一方、高速域から低速域への切替においては、 $\omega \alpha 2$ から $\omega \alpha 1$ の領域で、合成比 α で定められる割合により低速用誤差 ε_l と高速用誤差 ε_h とを加算し、この加算結果が 0 に収斂するよう推定角度 θ_m を補正する。ここで、推定速度 ω_m が小さくなると、合成比 α を小さくして、低速用誤差 ε_l の割合を大きくし、高速用誤差 ε_h を小さくする。このように、 $\omega \alpha 2$ から $\omega \alpha 1$ の領域において、低速用誤差 ε_l と高速用誤差 ε_h と

$$\varepsilon_l = i_\delta - i_\delta^*$$

【0061】合成比変更部 71 は、低速用誤差 ε_l と高速用誤差 ε_h との割合を決定する合成比 α を作成する。図 10 に示したように、低速から高速へ変化するとき、以下のように合成比 α を作成する。推定速度 ω_m がある設定された値 $\omega \alpha 3$ 未満のとき、合成比 α を 0 とする。推定速度 ω_m がある設定された値 $\omega \alpha 4$ より大きいとき、合成比 α を 1 とする。推定速度 ω_m が $\omega \alpha 3$ 以上で $\omega \alpha 4$ 以下のとき、合成比 α は、座標 $(\omega \alpha 3, 0)$ と

* との割合を徐々に変化させる。以上のように、実施例 1 における推定速度 ω_m と合成比 α との関係において、図 10 に示すように、ヒストリシスループと同様の関係を有する。

【0058】図 11 は、実施例 1 における推定角度 θ_m の作成動作を説明するブロック図である。図 11 に示すように、低速用誤差 ε_l には低速用比例ゲイン κ_{pl} と $(1 - \text{合成比 } \alpha)$ が乗算され、その値は高速用誤差 ε_h に高速用比例ゲイン κ_{ph} と合成比 α が乗算された値に加算されて、比例誤差 ε_p が算出される。また、低速用誤差 ε_l には低速用積分ゲイン κ_{il} と $(1 - \text{合成比 } \alpha)$ が乗算され、その値は高速用誤差 ε_h に高速用積分ゲイン κ_{ih} と合成比 α が乗算された値に加算されて、積分誤差 ε_i が算出される。上記のように算出された比例誤差 ε_p と積分誤差 ε_i とが 0 に収斂するよう積分制御され、進み量 θ_d が得られる。進み量 θ_d は積分され、推定角度 θ_m が作成される。

【0059】〔角度推定部 60 の動作の詳細〕次に、マイコン 22 の角度推定部 60 の動作の詳細について説明する。図 5 に示した角度推定部 60 における低速用推定部 61 は、図 8 の (c) に示した波形図において点線で示されたタイミングごとに起動されて、後述する動作を行う。また、角度推定部 60 の推定高速動作部 70 は、電流制御部 50 と同一の周期で起動され、合成比変更部 71、重畳波作成部 72、高速用推定部 73、および角度・速度作成部 74 の順に後述する動作を行う。そして、低速用推定部 61 により求められた低速用誤差 ε_l と高速用推定部 73 により求められた高速用誤差 ε_h とをある割合で加算した結果が 0 に収斂するよう推定角度 θ_m を補正することにより、低速域と高速域との角度推定方式をスムーズに切り替える。低速用推定部 61 は、合成比 α が 1 未満のとき動作し、低速域での推定方式を用いて、低速用誤差 ε_l を作成する。合成比 α が 1 未満のとき、低速用推定部 61 は、図 8 の (c) の点線で示されたタイミングで、下記式 (17) に示すように、 δ 軸電流値 i_δ と δ 軸電流指令値 i_δ^* との差を算出して低速用誤差 ε_l とする。一方、合成比 α が 1 のとき、低速用誤差 ε_l は不要であるため、このとき低速用推定部 61 を動作させない。

【0060】

$$\dots (17)$$

座標 $(\omega \alpha 4, 1)$ との間に直線補間して求められる。一方、高速から低速へ変化するとき、以下のように合成比 α を作成する。推定速度 ω_m がある設定された値 $\omega \alpha 1$ 未満のとき、合成比 α を 0 とする。推定速度 ω_m がある設定された値 $\omega \alpha 2$ より大きいとき、合成比 α を 1 とする。推定速度 ω_m が $\omega \alpha 1$ 以上で $\omega \alpha 2$ 以下のとき、合成比 α は、座標 $(\omega \alpha 1, 0)$ と座標 $(\omega \alpha 2, 1)$ との間に直線補間して求められる。

【0062】推定高速動作部における重畳波作成部72は、モータの速度が遅く、低速用誤差 ε_l が必要なとき、低速域での推定方式のために重畳波電流指令値 $i_{\gamma a^*}$ を作成する。一方、モータの速度が速く、低速用誤差 ε_l が不要なとき、重畳波電流指令値 $i_{\gamma a^*}$ を0にする。図11のブロック図に示すように、合成比 α が1未満のとき、低速用誤差 ε_l と高速用誤差 ε_h の両方が用いられて推定速度 ω_m が算出される。このとき、下記式(18)のように、重畳波電流指令値 $i_{\gamma a^*}$ を基本*

$$i_{\gamma a^*} = A i_{\gamma a} \cdot \sin(\omega_{ea} \cdot t) \quad (\alpha < 1 \text{ のとき})$$

$$i_{\gamma a^*} = 0$$

【0064】推定高速動作部70の高速用推定部73は、高速域での推定方式を用いて、高速用誤差 ε_h を作成する。まず、下記式(20)に示すように、u相電流値 i_u とv相電流値 i_v によりw相電流値 i_w を求める。次に、下記式(21)、(22)、(23)に示すように、u相、v相、w相の各相の誘起電圧を演算し、u相誘起電圧値 e_u 、v相誘起電圧値 e_v 、w相誘起電圧値 e_w を算出する。ここで、 d/dt は時間微分を表し、三角関数に関する微分の演算に現れる $d\theta/dt$ に※

$$i_w = -(i_u + i_v)$$

$$e_u = v u^*$$

$$- R \cdot i_u$$

$$- (l_a + L_a) \cdot d(i_u)/dt$$

$$- L_{as} \cdot \cos(2\theta_m) \cdot d(i_u)/dt$$

$$- L_{as} \cdot i_u \cdot d\{\cos(2\theta_m)\}/dt$$

$$+ 0.5 \cdot L_a \cdot d(i_v)/dt$$

$$- L_{as} \cdot \cos(2\theta_m - 120^\circ) \cdot d(i_v)/dt$$

$$- L_{as} \cdot i_v \cdot d\{\cos(2\theta_m - 120^\circ)\}/dt$$

$$+ 0.5 \cdot L_a \cdot d(i_w)/dt$$

$$- L_{as} \cdot \cos(2\theta_m + 120^\circ) \cdot d(i_w)/dt$$

$$- L_{as} \cdot i_w \cdot d\{\cos(2\theta_m + 120^\circ)\}/dt$$

$$\dots (20)$$

$$\dots (21)$$

【0066】

$$e_v = v v^*$$

$$- R \cdot i_v$$

$$- (l_a + L_a) \cdot d(i_v)/dt$$

$$- L_{as} \cdot \cos(2\theta_m + 120^\circ) \cdot d(i_v)/dt$$

$$- L_{as} \cdot i_v \cdot d\{\cos(2\theta_m + 120^\circ)\}/dt$$

$$+ 0.5 \cdot L_a \cdot d(i_w)/dt$$

$$- L_{as} \cdot \cos(2\theta_m) \cdot d(i_w)/dt$$

$$- L_{as} \cdot i_w \cdot d\{\cos(2\theta_m)\}/dt$$

$$+ 0.5 \cdot L_a \cdot d(i_u)/dt$$

$$- L_{as} \cdot \cos(2\theta_m - 120^\circ) \cdot d(i_u)/dt$$

$$- L_{as} \cdot i_u \cdot d\{\cos(2\theta_m - 120^\circ)\}/dt$$

$$\dots (22)$$

【0067】

$$e_w = v w^*$$

$$- R \cdot i_w$$

波成分より周期が短い交流成分とする。式(18)において、 $A i_{\gamma a}$ は重畳波電流指令値 $i_{\gamma a^}$ の振幅であり、 ω_{ea} は重畳波電流指令値の角速度であり、 t は時刻である。一方、図11から理解できるように、合成比 α が1のとき、低速用誤差 ε_l は不要となる。そのため、 γ 軸電流指令値 i_{γ^*} に基本波成分より周期が短い交流成分を重畳する必要がある。したがって、下記式(19)のように、 γ 軸電流指令値 i_{γ^*} を0にする。

【0063】

$$\dots (18)$$

$$\dots (19)$$

※は推定速度 ω_m を電気角速度に変換したものを用いる。

また、 $d(i_u)/dt$ 、 $d(i_v)/dt$ 、 $d(i_w)/dt$ は、1次オイラー近似で求める。さらに、 R はステータ巻線一相あたりの抵抗、 l_a はステータ巻線一相あたりの漏れインダクタンス、 L_a はステータ巻線一相あたりの有効インダクタンスの平均値、および L_{as} はステータ巻線一相あたりの有効インダクタンスの振幅である。

【0065】

$$\begin{aligned}
& - (I_a + L_a) \cdot d(iw) / dt \\
& - L_a \cdot \cos(2\theta_m - 120^\circ) \cdot d(iw) / dt \\
& - L_a \cdot iw \cdot d\{\cos(2\theta_m - 120^\circ)\} / dt \\
& + 0.5 \cdot L_a \cdot d(iu) / dt \\
& - L_a \cdot \cos(2\theta_m + 120^\circ) \cdot d(iu) / dt \\
& - L_a \cdot iu \cdot d\{\cos(2\theta_m + 120^\circ)\} / dt \\
& + 0.5 \cdot L_a \cdot d(iv) / dt \\
& - L_a \cdot \cos(2\theta_m) \cdot d(iv) / dt \\
& - L_a \cdot iv \cdot d\{\cos(2\theta_m)\} / dt
\end{aligned}$$

・・・(23)

【0068】次に、偏差の大きさが最も大きい相を推定に使用する相（推定相）とする。図9に示したように、推定角度 θ_m が 0° 以上 30° 未満のとき、推定相指標 η を0にする。推定角度 θ_m が 30° 以上 90° 未満のとき、推定相指標 η を1にする。推定角度 θ_m が 90° 以上 150° 未満のとき、推定相指標 η を2にする。以下、推定角度 θ_m が 60° だけ変化する毎に推定相指標 η を1ずつ増やしていく。そして、推定角度 θ_m が 270° 以上 330° 未満のとき、推定相指標 η を5にする。そして、推定角度 θ_m が 330° 以上 360° 未満

のとき、推定相指標 η を0にする。ここで、推定相指標 $\eta=0, 3$ のとき推定相はu相であり、推定相指標 $\eta=1, 4$ のとき推定相はw相であり、推定相指標 $\eta=2, 5$ のとき推定相はv相である。

* v、w相誘起電圧値 e_w ）と各相の誘起電圧基準値（u相誘起電圧基準値 e_{um} 、v相誘起電圧基準値 e_{vm} 、w相誘起電圧基準値 e_{wm} ）との差から、高速用誤差 ε_h を求める。ここで、同じ角度誤差 $\Delta\theta$ でも、誘起電圧値と誘起電圧基準値の両者の差の符号は異なるため、推定角度 θ_m において符号を考慮する。なお、各相の誘起電圧基準値（u相誘起電圧基準値 e_{um} 、v相誘起電圧基準値 e_{vm} 、w相誘起電圧基準値 e_{wm} ）は、下記式（25）のように表される。式（25）において、 e_m は各相の誘起電圧基準値（u相誘起電圧基準値 e_{um} 、v相誘起電圧基準値 e_{vm} 、w相誘起電圧基準値 e_{wm} ）の振幅であり、例えば、各相の誘起電圧値（u相誘起電圧値 e_u 、v相誘起電圧値 e_v 、w相誘起電圧値 e_w ）の二乗和の平方根にローパスフィルタを作用させたものとする。

【0070】

【0069】次に、高速用誤差 ε_h を求める。下記式（24）に示すように、推定相指標 η に基づき、各相の誘起電圧値（u相誘起電圧値 e_u 、v相誘起電圧値 e_v 、w相誘起電圧値 e_w ）と各相の誘起電圧基準値（u相誘起電圧基準値 e_{um} 、v相誘起電圧基準値 e_{vm} 、w相誘起電圧基準値 e_{wm} ）との差から、高速用誤差 ε_h を求める。ここで、同じ角度誤差 $\Delta\theta$ でも、誘起電圧値と誘起電圧基準値の両者の差の符号は異なるため、推定角度 θ_m において符号を考慮する。なお、各相の誘起電圧基準値（u相誘起電圧基準値 e_{um} 、v相誘起電圧基準値 e_{vm} 、w相誘起電圧基準値 e_{wm} ）は、下記式（25）のように表される。式（25）において、 e_m は各相の誘起電圧基準値（u相誘起電圧基準値 e_{um} 、v相誘起電圧基準値 e_{vm} 、w相誘起電圧基準値 e_{wm} ）の振幅であり、例えば、各相の誘起電圧値（u相誘起電圧値 e_u 、v相誘起電圧値 e_v 、w相誘起電圧値 e_w ）の二乗和の平方根にローパスフィルタを作用させたものとする。

$$\begin{aligned}
\varepsilon_h &= -(e_u - e_{um}) & (\eta=0 \text{ のとき}) \\
\varepsilon_h &= (e_w - e_{wm}) & (\eta=1 \text{ のとき}) \\
\varepsilon_h &= -(e_v - e_{vm}) & (\eta=2 \text{ のとき}) \\
\varepsilon_h &= (e_u - e_{um}) & (\eta=3 \text{ のとき}) \\
\varepsilon_h &= -(e_w - e_{wm}) & (\eta=4 \text{ のとき}) \\
\varepsilon_h &= (e_v - e_{vm}) & (\eta=5 \text{ のとき})
\end{aligned}
\quad \dots (24)$$

$$\begin{aligned}
e_{um} &= -e_m \cdot \sin(\theta_m + \alpha) \\
e_{vm} &= -e_m \cdot \sin(\theta_m + \alpha - 120^\circ) \\
e_{wm} &= -e_m \cdot \sin(\theta_m + \alpha - 240^\circ)
\end{aligned}
\quad \dots (25)$$

【0071】推定高速動作部70の角度・速度作成部74は、推定角度 θ_m と推定速度 ω_m とを作成する。まず、角度・速度作成部74は、低速用誤差 ε_l と高速用誤差 ε_h とをある割合で加算した結果が0に収敛するように、推定角度 θ_m を補正する。図11のブロック図および下記式（26）に示すように、低速用誤差 ε_l には低速用比例ゲイン κ_{pl} と（1-合成比 α ）が乗算され、その値は高速用誤差 ε_h に高速用比例ゲイン κ_{ph} と合成比 α が乗算された値に加算されて、比例誤差 ε_p が算出される。また、低速用誤差 ε_l には低速用積分ゲイン κ_{il} と（1-合成比 α ）が乗算され、その値は高速用積分ゲイン κ_{ih} と合成比 α が乗算された値に加算されて、積分誤差 ε_i が算出される。そして、図11および下記式（28）に示すように、進み量 θ_d が得られる。さらに、図11および下記式（29）に示すように、進み量 θ_d が積分され、推定角度 θ_m は作成される。

※ κ_{il} と（1-合成比 α ）が乗算され、その値は高速用誤差 ε_h に高速用積分ゲイン κ_{ih} と合成比 α が乗算された値に加算されて、積分誤差 ε_i が算出される。そして、図11および下記式（28）に示すように、積分誤差 ε_i は積分され比例誤差 ε_p に加算され、進み量 θ_d が得られる。さらに、図11および下記式（29）に示すように、進み量 θ_d が積分され、推定角度 θ_m は作成される。

【0072】

$$\varepsilon_p = \varepsilon_l \cdot \kappa_{pl} \cdot (1 - \alpha) + \varepsilon_h \cdot \kappa_{ph} \cdot \alpha \quad \dots (26)$$

$$\varepsilon_i = \varepsilon_l \cdot \kappa_{il} \cdot (1 - \alpha) + \varepsilon_h \cdot \kappa_{ih} \cdot \alpha \quad \dots (27)$$

$$\theta_d = \varepsilon_p + \Sigma \varepsilon_i \quad \dots (28)$$

$$\theta_m = \Sigma \theta_d \quad \dots (29)$$

【0073】また、角度・速度作成部74は、算出された進み量 θd に対して1次デジタルローパスフィルタ(LPF)を通すことにより、推定速度 ωm を生成する。具体的には、角度・速度作成部74は、下記式(30)に示す算出処理を行い、推定速度 ωm を生成する。式(30)において、 $\omega m(n)$ は今回の推定速度であ*

$$\omega m(n)$$

$$= K L W \cdot (K T P W \cdot \theta d)$$

【0075】〔実施例1の位置センサレス制御装置の効果〕次に、実施例1の位置センサレス制御装置の効果について説明する。推定角度 θm は、パラメータ誤差、電流センサ誤差、デッドタイムの影響、電流指令値と実電流の違い、電圧指令値と実電圧との違い、および演算遅れなどにより、実際の角度 θ からずれることがある。そして、このずれは、推定方式により異なる。そのため、低速域の推定方式のみから推定した推定角度 θm は、高速域の推定方式のみから推定した推定角度 θm と異なることがある。このように推定方式により両者が大きく異なる時、低速域の推定方式と高速域の推定方式とを瞬時に切り替えると、推定角度 θm のずれが急に大きくなり脱調する場合がある。実施例1の位置センサレス制御装置においては、低速用推定部61により低速用誤差 εl を作成し、高速用推定部73により高速用誤差 εh を作成している。また、実施例1においては、推定速度 ωm により変化する合成比 α が作成されている。そして、作成された合成比 α に基づき、低速用誤差 εl と高速用誤差 εh とをある割合で加算した結果が0に収斂するように、比例積分制御を用いて推定角度 θm を補正する。

【0076】上記のように、実施例1によれば、低速用誤差 εl と高速用誤差 εh とをある割合で加算した結果が0に収斂するよう推定角度 θm を補正するため、低速域と高速域との角度推定方式をスムーズに切り替えることができる同期モータの位置センサレス制御装置を得ることができる。

【0077】《実施例2》次に、本発明に係る実施例2の同期モータの位置センサレス制御装置について添付の図面を参照して説明する。前述の実施例1の同期モータの位置センサレス制御装置は、算出された推定速度 ωm によりその都度演算して合成比 α を変化させる構成であったが、実施例2の位置センサレス制御装置は実施例1における演算処理を軽減して、演算時間の短縮を図っている。実施例2の同期モータの位置センサレス制御装置は、低速用推定方式の動作周期ごとに変化量 αd を作成し、その変化量 αd を用いて高速用推定方式の動作周期ごとに合成比 α を変化させるよう構成することにより、演算時間の削減を図ったものである。

【0078】〔実施例2の位置センサレス制御装置の構成〕まず、実施例2の同期モータの位置センサレス制御装置の構成を説明する。図12は、実施例2における位

り、 $\omega m(n-1)$ は前回の推定速度である。また、 $K T P W$ は進み量 θd を推定速度 ωm の単位に変換する係数である。さらに、 $K L W$ はローパスフィルタの係数であり、0から1までの値を取り、小さくなるほどローパスフィルタの効果が大きくなる。

【0074】

$$+ (1 - K L W) \cdot \omega m(n-1) \quad \dots (30)$$

置センサレス制御装置の構成を示すブロック図である。実施例2の位置センサレス制御装置において、前述の実施例1の位置センサレス制御装置の構成と異なる点は、マイコン222における角度推定部260である。実施例2におけるその他の構成は、実施例1と同様であるため、その説明は省略する。図13は実施例2におけるマイコン222の角度推定部260の構成を示すブロック図である。実施例2の角度推定部260の構成のうち、推定高速動作部270が前述の実施例1の推定高速動作部70(図5)と異なる。また、実施例2の角度推定部260には変化量作成部262が設けられている。そして、推定高速動作部270において、合成比変更部271が実施例1の合成比変更部71と異なる構成を有している。その他の構成は、実施例1と同じであり、同じ符号を付してその説明を省略する。

【0079】〔実施例2の位置センサレス制御装置の動作〕次に、実施例2の同期モータの位置センサレス制御装置の動作について説明する。角度推定部260の変化量作成部262は、速度作成部75からの推定速度 ωm が入力されて、変化量 αd を作成し合成比変更部271に出力する。また、合成比変更部271は、変化量 αd が入力されて合成比 α を作成し重畳波作成部72に出力する。変化量作成部262および合成比変更部271以外の構成の入出力の動作は、実施例1と同様であり、その説明は省略する。まず、実施例2における合成比 α の作成方法について説明する。前述の実施例1においては、推定高速動作部70が起動されて、合成比変更部71が実行されるごとに、推定角度 ωm に基づき合成比 α を作成していた。実施例2においては、推定高速動作部270の起動よりも長い間隔で起動される変化量作成部262が変化量 αd を作成するよう構成されている。そして、推定高速動作部270が起動されるごとに、合成比変更部271は、変化量 αd だけ合成比 α を変化させる。こうして、推定高速動作部270に要する演算時間を短縮させている。

【0080】図14は、実施例2における合成比 α の作成方法を示す説明図である。図14に示すグラフにおいて、変化量作成部262の起動周期が推定高速動作部270の起動周期の8倍である。変化量 αd を作成する基準となる $\alpha 0$ (以後、合成比基準値 $\alpha 0$ と称す)は、変化量作成部262が起動されるごとに形成される。図1

4において、この起動時の合成比基準値 α_0 を白点(○)で表す。また、図14において、推定高速動作部270の起動時の合成比 α を黒点(●)で表す。合成比基準値 α_0 は、図10に示したように、推定角度 ω_m から算出される。 $\alpha_0(i)$ は、変化量作成部262が今回起動したときの合成比基準値である。また、 $\alpha_0(i-1)$ は、変化量作成部262が前回起動したときの合成比基準値である。さらに、 $\alpha_0(i+1)$ は、変化量作成部262が次回起動するときの合成比基準値になると予想される値であり、 $\alpha_0(i-1)$ と $\alpha_0(i)$ と*10

$$\alpha_d = \{\alpha_0(i) - \alpha_0(i-1)\} / 8 \quad \dots (31)$$

【0082】すなわち、変化量作成部262と合成比変更部271とを以下のように動作させる。変化量作成部262は、推定高速動作部270の起動周期の8倍の周期で起動される。まず、図10に示すように、推定角度 ω_m から合成比基準値 α_0 を作成する。図10の推定角度 ω_m と合成比 α との関係により、前述の実施例1においては合成比 α の作成に使用したが、実施例2においては合成比基準値 α_0 の作成に使用する。このように作成された $\alpha_0(i)$ と $\alpha_0(i-1)$ により、式(31)※20

$$\alpha(i) = \alpha(i-1) + \alpha_d \quad \dots (32)$$

【0084】[実施例2の位置センサレス制御装置の効果]次に、上記のように構成され動作する実施例2の同期モータの位置センサレス制御装置の効果について説明する。実施例2の位置センサレス制御装置は、前述の実施例1と実質的に同様な構成を有するため、前述の実施例1と同様の効果を有する。すなわち、実施例2の位置センサレス制御装置は低速域と高速域との角度推定方式をスムーズに切り替えることができるという効果を有する。

【0085】実施例1の位置センサレス制御装置においては、推定高速動作部70が起動され、合成比変更部71が実行されるごとに、推定角度 ω_m から合成比 α を作成していた。実施例2の位置センサレス制御装置においては、推定高速動作部270よりも長い間隔で起動される変化量作成部262が変化量 α_d を作成している。そして、推定高速動作部270が起動されるごとに、合成比変更部271は、変化量 α_d だけ合成比 α を変化させるため、推定高速動作部270に要する演算時間が大幅に短縮される。このように、実施例2によれば、変化量 α_d を作成し、この変化量 α_d だけ合成比 α を変更することにより、演算時間が短い同期モータの位置センサレス制御装置を実現することができる。

【0086】なお、実施例1および実施例2において、低速用推定方式としては前述の従来例3に記載された推定方式(特開平10-323099号公報に開示された推定方式)を用い、高速用推定方式としては本発明と同じ出願人の特願2000-17639号の明細書に記載した方式であり前述の実施例1で説明した高速用推定方式を一例として説明したが、本発明はこれらの推定方式

*から外挿される。図14に示すように、合成比基準値が $\alpha_0(i)$ から $\alpha_0(i+1)$ までの間に、推定高速動作部270は8回動作する。そこで、下記式(31)のように、変化量作成部262は、 $\alpha_0(i-1)$ から $\alpha_0(i)$ への偏差を8で除算した値を変化量 α_d にする。そして、図14の黒点(●)のように、合成比変更部271は、この変化量 α_d だけ合成比 α を変化させていく。

【0081】

※を用いて変化量 α_d が作成される。実施例2の合成比変更部271は、前述の実施例1の合成比変更部71と同様のタイミングで起動される。今回の合成比 α は、下記式(32)に示すように、前回の合成比 α を変化量 α_d だけ変化させる。式(32)において、 $\alpha(i)$ は、合成比変更部271が今回作成した合成比であり、 $\alpha(i-1)$ は、合成比変更部271が前回作成した合成比である。

【0083】

に限定されるものではなく、その他の一般的に用いられている推定方式でも良い。本発明の要諦は、低速用推定方式と高速用推定方式とからそれぞれ誤差を求め、低速用誤差 ε_l と高速用誤差 ε_h とをある割合で加算した結果が0に収斂するように推定角度 θ_m を補正することである。そのため、他の推定方式を用いるものであっても本発明に含まれるものである。

【0087】また、実施例1および実施例2において使用した低速用推定方式および高速用推定方式は、それぞれ単独で使用する時、角度誤差を0に収斂するよう推定角度を補正する方式である。本発明は、角度誤差を0に収斂するよう推定角度を補正する方式でないものにも適応できる。例えば、低速用推定方式において従来例3のように角度誤差が0に収斂するよう推定角度を補正し、高速用推定方式において実施例1のように推定角度を直接作成するときを考える。低速用推定方式は、実施例1と同様に低速用誤差 ε_l を作成する。一方、高速用推定方式は、推定角度(高速用推定角度)を作成する。さらに、実使用する推定角度(電流制御部50において使用する推定角度)と高速用推定角度との差を高速用誤差 ε_h とする。そして、実施例1と同様に、低速用誤差 ε_l と高速用誤差 ε_h とをある割合で加算した結果が0に収斂するように推定角度 θ_m を補正する。同様に、低速用推定方式が推定角度を直接求めるものであって、かつ、高速用推定方式が角度誤差を0に収斂するよう推定角度を補正するものであっても、本発明は適応できる。さらに、低速用推定方式が推定角度を直接求めるものであって、かつ、高速用推定方式が推定角度を直接求めるものであっても本発明は適応できる。

【0088】実施例2において、変化量作成部262の起動周期は推定高速動作部270の起動周期の8倍の例で説明したが、本発明はこの数値に限定されるものではない。また、実施例2において、変化量 αd を合成比基準値 $\alpha 0$ から作成した例で説明したが、本発明はこれに限定されるものではない。実施例2においては、変化量 αd を作成し、変化量 αd に基づき合成比 α を変更することを特徴とするものであり、この特徴は様々な変形が可能である。例えば、変化量 αd が一定であつても、合成比 α が徐々に変化するため、低速域と高速域との角度推定方式をスムーズに切り替えることが可能となる。実施例1および実施例2において、低速用誤差 εl と高速

$$\varepsilon = (1 - \alpha) \cdot \varepsilon l + \alpha \cdot \varepsilon h \quad \dots (33)$$

$$\theta d = \kappa p \cdot \varepsilon + \sum \kappa i \cdot \varepsilon \quad \dots (34)$$

【0090】実施例1および実施例2においては、IPMSMを制御する例で説明したが、本発明の同期モータはIPMSMに限定されるものではない。本発明は、例えば、SPMSM (Surface Permanent Magnet Synchronous Motor: 表面磁石型同期モータ) を制御する構成でも良く、また、SynRM (Synchronous Reluctance Motor: シンクロナス・リラクタンス・モータ) を制御する構成でも良い。

【0091】

【発明の効果】以上、実施例について詳細に説明したところから明らかなように、本発明は次の効果を有する。本発明によれば、低速用誤差と高速用誤差とをある割合で加算した結果が0に収斂するよう推定角度を補正することにより、低速域と高速域との角度推定方式をスムーズに切り替えることができる同期モータの位置センサレス制御方法および制御装置を得ることができる。また、

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明に係る実施例1における同期モータの位置センサレス制御装置の構成を示すブロック図である。

【図2】実施例1における駆動部の構成を示す回路図である。

【図3】実施例1における速度制御部の構成を示すブロック図である。

【図4】実施例1における電流制御部の構成を示すブロック図である。

【図5】実施例1における角度推定部の構成を示すブロック図である。

【図6】実施例1における座標系の説明図である。

用誤差 εh とをある割合で加算するにあたり、それぞれに比例ゲインと積分ゲインとを乗じたものを別個に加算した例で説明したが本発明はこのような演算処理に限定されるものではない。例えば、下記式(33)に示すように、低速用誤差 εl と高速用誤差 εh とをある割合で加算して、加算後誤差 ε を作成する。次に、下記式(34)に示すように、加算後誤差 ε に比例ゲイン κp 、および積分ゲイン κi で比例積分制御し、進み量 θd を作成することにより、加算後誤差 ε が0に収斂するように制御してもよい。

【0089】

【図7】実施例1におけるu相電圧指令値(a)、およびu相電流値(b)の波形図である。

【図8】実施例1における γ 電圧指令値(a)、 γ 軸電流値(b)、および δ 軸電流値(c)、(d)の波形図である。

【図9】実施例1におけるu相の誘起電圧値と誘起電圧基準値と偏差とを示す波形図である。

【図10】実施例1における推定速度に対する合成比の関係を示すグラフである。

【図11】実施例1における推定角度の作成動作を示すブロック図である。

【図12】実施例2における同期モータの位置センサレス制御装置の構成を示すブロック図である。

【図13】実施例2における角度推定部の構成を示すブロック図である。

【図14】実施例2における合成比の作成方法を示す説明図である。

【符号の説明】

10 IPMSM

21 u、21 v 電流センサ

22、222 マイコン

30 駆動部

40 速度制御部

50 電流制御部

60、260 角度推定部

61 低速用推定部

70、270 推定高速動作部

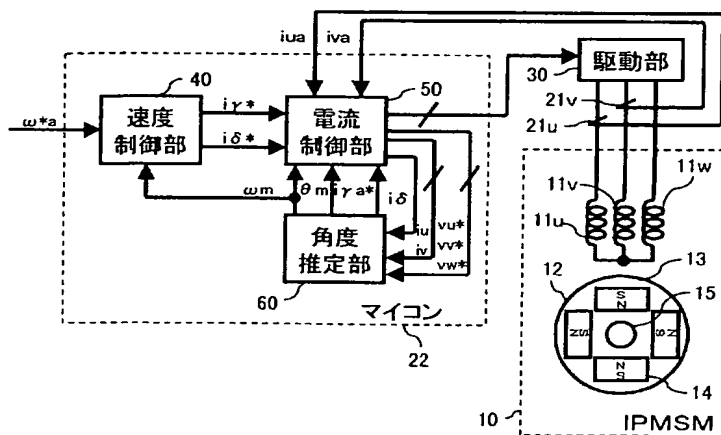
71、271 合成比変更部

73 高速用推定部

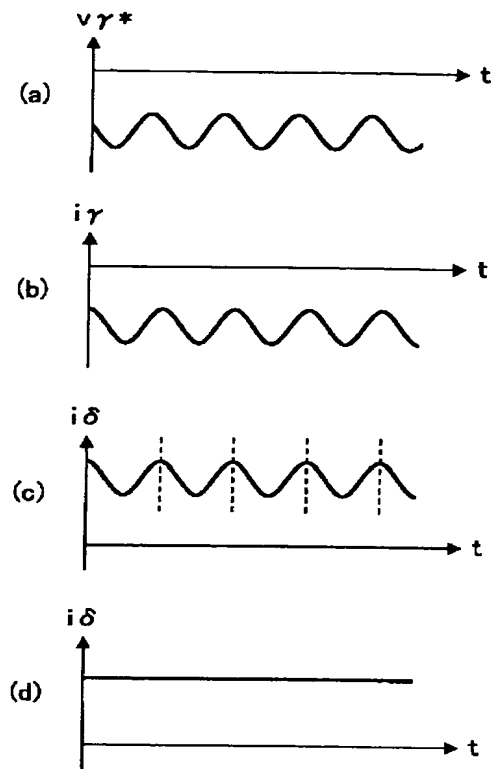
74 角度・速度作成部

262 変化量作成部

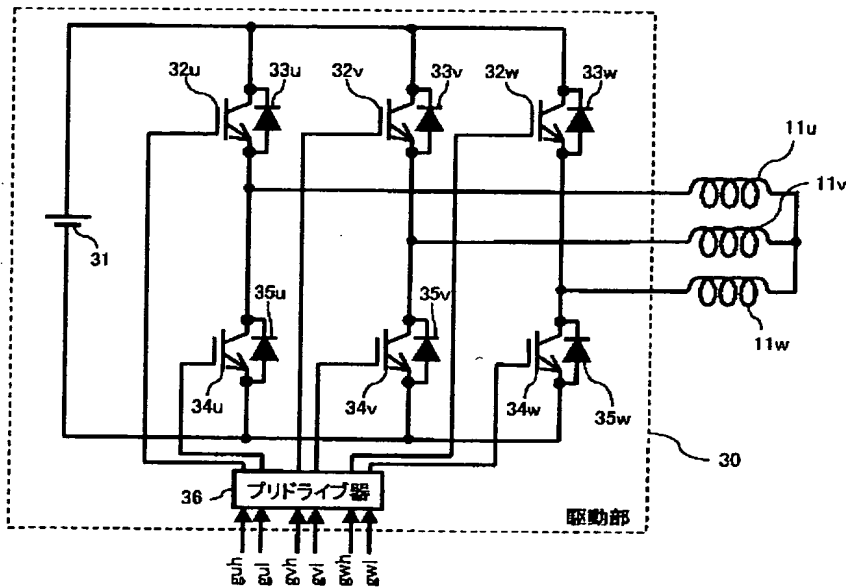
【図1】



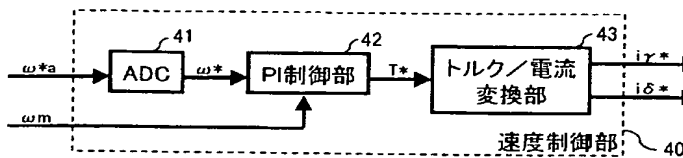
【図8】



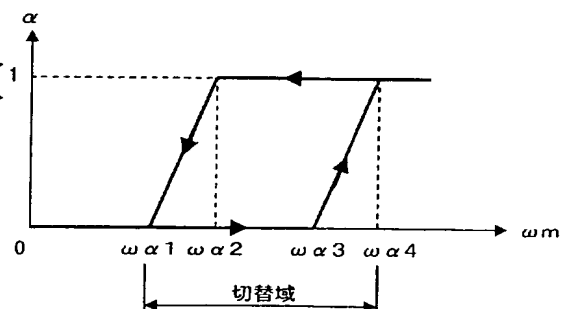
【図2】



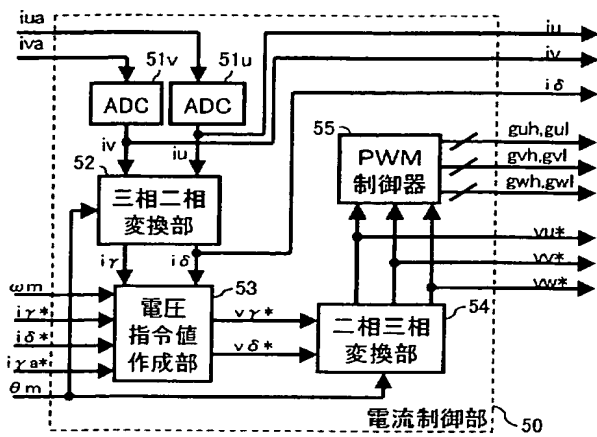
【図3】



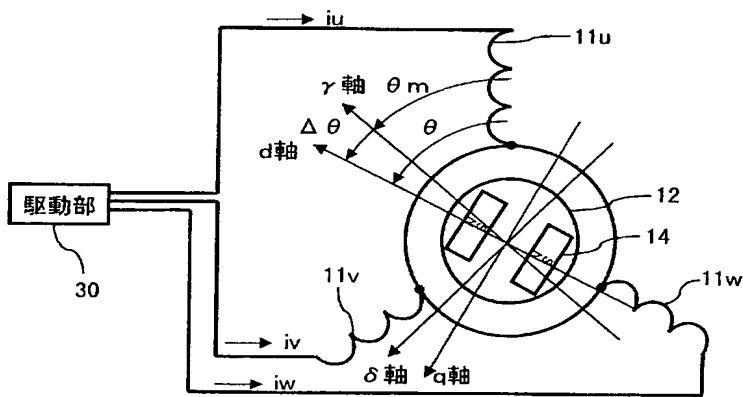
【図10】



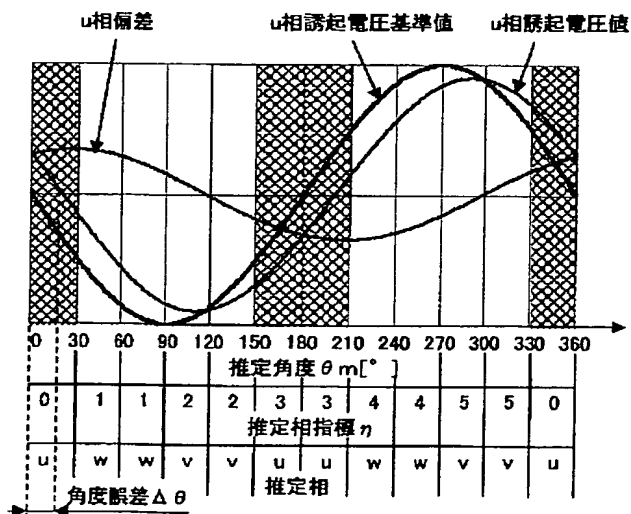
【図4】



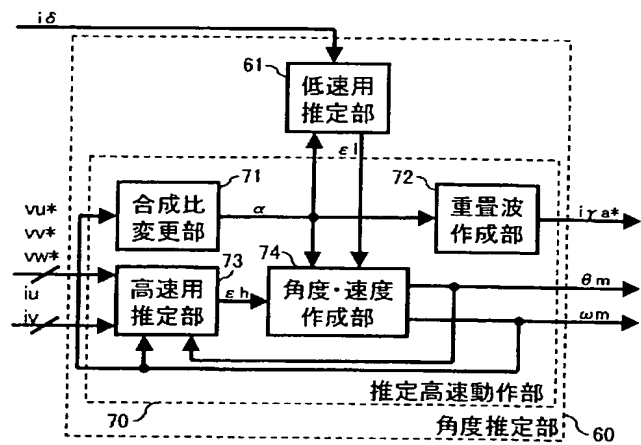
【図6】



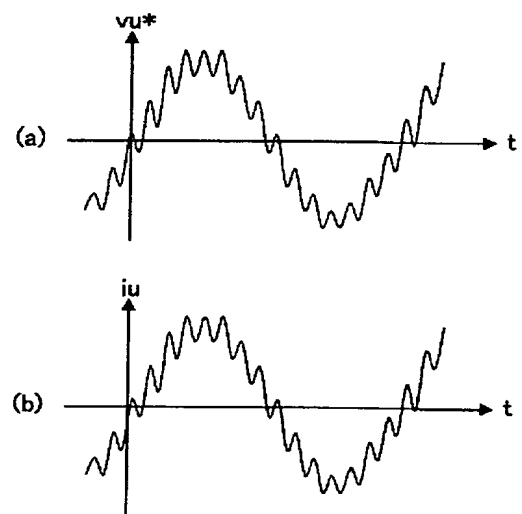
【図9】



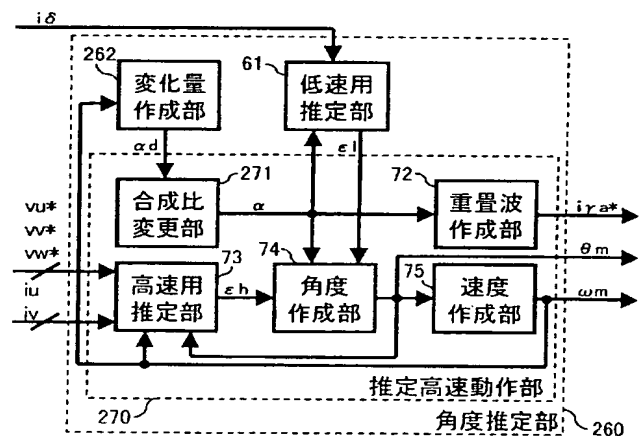
【図5】



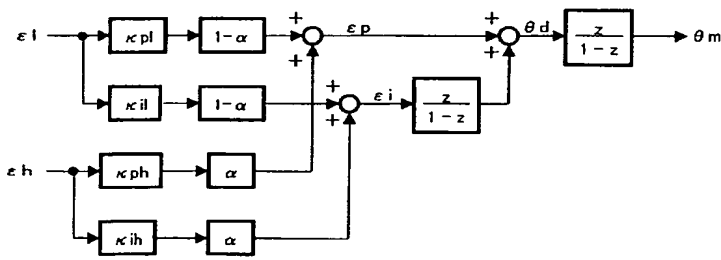
【図7】



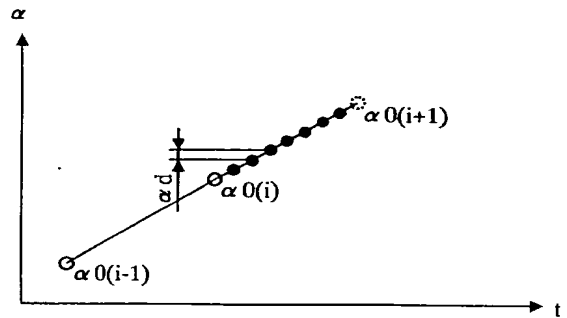
【図13】



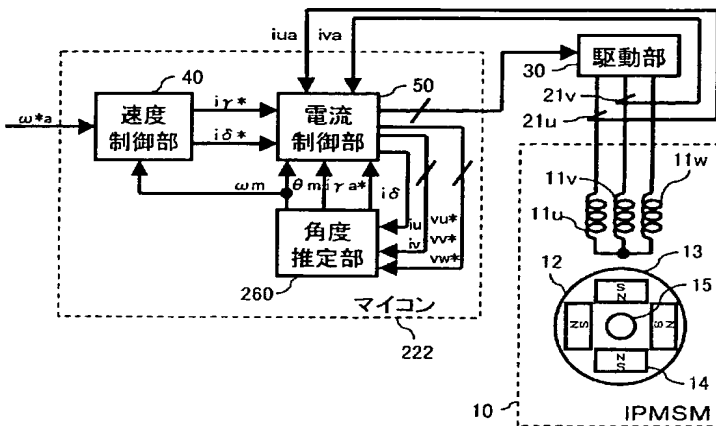
【図11】



【図14】



【図12】



フロントページの続き

(72)発明者 田澤 徹
大阪府門真市大字門真1006番地 松下電器
産業株式会社内

(72)発明者 大山 一朗
大阪府門真市大字門真1006番地 松下電器
産業株式会社内

(72)発明者 伊藤 義照
大阪府門真市大字門真1006番地 松下電器
産業株式会社内

Fターム(参考) 5H560 BB04 BB07 BB17 DA12 DB12
DC01 EB01 RR10 SS01 TT01
TT08 TT11 TT15 TT18 UA06
XA02 XA04 XA12 XA13
5H576 CC01 DD02 DD07 EE01 EE11
EE19 FF07 FF08 GG02 GG04
HA04 HB02 JJ03 JJ04 JJ09
JJ16 JJ17 JJ18 JJ24 JJ26
LL14 LL22 LL25 LL41

BEST AVAILABLE COPY